

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

APPLICANT(S): Vahid TAROKH, Jae-Hak CHUNG, Chan-Soo HWANG,
Yung-Soo KIM

SERIAL NO.: not yet assigned

FILED: herewith

FOR: **APPARATUS AND METHOD FOR TRANSMITTING AND
RECEIVING SIGNALS USING MULTIPLE ANTENNAS IN
MOBILE COMMUNICATION SYSTEMS**

DATED: September 30, 2003

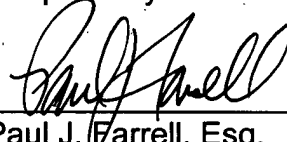
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENTS

Sir:

Enclosed is a certified copy of Korean Patent Appln. No.
2002-59621 filed on September 30, 2002, from which priority is claimed under 35
U.S.C. §119.

Respectfully submitted,



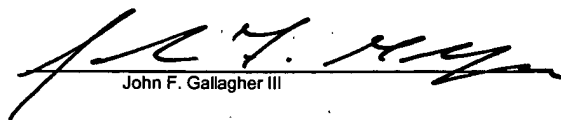
Paul J. Farrell, Esq.
Reg. No. 33,494
Attorney for Applicant(s)

DILWORTH & BARRESE, LLP
333 Earle Ovington Blvd.
Uniondale, NY 11553
(516) 228-8484

CERTIFICATION UNDER 37 C.F.R. 1.10

I hereby certify that this New Application Transmittal and the documents referred to as enclosed therein are being deposited with the United States Postal Service in an envelope as "Express Mail Post Office to Addressee" Mail Label Number EV 333229165 US addressed to: Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on the date listed below.

Dated: September 30, 2003


John F. Gallagher III

대한민국 특허청

KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual Property Office.

출원번호 : 10-2002-0059621
Application Number

출원년월일 : 2002년 09월 30일
Date of Application SEP 30, 2002

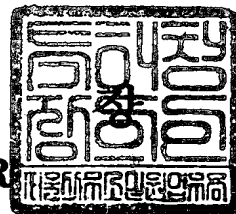
출원인 : 삼성전자주식회사
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



2003 년 03 월 24 일

특 허 청

COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0009
【제출일자】	2002.09.30
【국제특허분류】	H01Q
【국제특허분류】	H04B
【발명의 명칭】	이동 통신시스템의 다중 안테나 신호 송수신 장치 및 방법
【발명의 영문명칭】	SIGNAL TRANSMITTING/RECEIVING APPARATUS AND METHOD OVER MULTIPLE ANTENNAS IN A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	1999-006038-0
【발명자】	
【성명의 국문표기】	타록 바히드
【성명의 영문표기】	TAROKH,Vahid
【주소】	경기도 용인시 기흥읍 농서리 산14번지
【국적】	US
【발명자】	
【성명의 국문표기】	정재학
【성명의 영문표기】	CHUNG,Jae Hak
【주민등록번호】	640822-1047624
【우편번호】	137-070
【주소】	서울특별시 서초구 서초동 무지개 아파트 1-403
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	황찬수
【성명의 영문표기】	HWANG,Chan Soo
【주민등록번호】	750704-1162416

【우편번호】	449-906
【주소】	경기도 용인시 기흥읍 서천리 394
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김영수
【성명의 영문표기】	KIM, Yungsoo
【주민등록번호】	640112-1063613
【우편번호】	463-510
【주소】	경기도 성남시 분당구 미금동 대우아파트 109-2401
【국적】	KR
【심사청구】	청구
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인 이견주 (인)
【수수료】	
【기본출원료】	20 면 29,000 원
【가산출원료】	24 면 24,000 원
【우선권주장료】	0 건 0 원
【심사청구료】	12 항 493,000 원
【합계】	546,000 원

【요약서】

【요약】

다중 안테나를 사용하고 채널 부호화 기법을 사용하여 신호를 송수신하는 이동 통신시스템에서 하나 이상의 안테나들을 통해 신호를 송신하는 경우에 양호한 멀티플렉싱 이득 및 다이버시티 이득이 얻어질 수 있도록 하는 장치 및 방법이 개시되어 있다. 이러한 본 발명은 송신 안테나를 통해 신호를 송신할 때 다수의 안테나를 여러 그룹으로 묶어서 그룹마다 다른 신호를 전송하는 방법에 대한 것이며, 동일한 신호를 자신의 그룹의 안테나 이외에도 다른 그룹의 안테나에도 중첩시켜 보내는 방법을 제시한다. 본 발명의 신호 송신 장치는, 입력 프레임을 k 개의 비트그룹들로 분할하는 프레임 분할부를 포함한다. 제1 그룹의 부호기들은 상기 k 개의 비트그룹들을 각각 입력하여 부호화하고 부호화된 심볼들을 출력한다. 제2 그룹의 부호기들은 상기 k 개의 비트그룹들중 적어도 2개 이상의 비트그룹들을 각각 입력하여 부호화하고 부호화된 심볼들을 출력한다. 송신부는 미리 설정된 수의 안테나들이 그룹화되는 복수의 안테나들을 포함하고, 상기 안테나들의 수는 상기 k 보다 큰 N 개이고, 상기 그룹화된 안테나들중 적어도 하나의 안테나를 통해 상기 제2 그룹의 부호기들중 하나의 부호기에 의해 부호화된 심볼들을 송신한다.

【대표도】

도 1

【색인어】

다중 안테나, 시공간 부호화, 안테나 그룹화, 중첩

【명세서】**【발명의 명칭】**

이동 통신시스템의 다중 안테나 신호 송수신 장치 및 방법 {SIGNAL TRANSMITTING/RECEIVING APPARATUS AND METHOD OVER MULTIPLE ANTENNAS IN A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 이동통신 시스템의 송신장치의 블록 다이어그램.

도 2는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 이동통신 시스템의 수신장치의 블록 다이어그램.

도 3은 도 1에 도시된 송신기의 제1 실시예에 따른 구성을 보여주는 도면.

도 4는 도 3에 도시된 제1 실시예로서 송신 안테나가 3개이고, 수신 안테나가 3개인 경우의 BPSK용 컴포넌트 부호.

도 5는 도 3에 도시된 제1 실시예로서 송신 안테나가 3개이고, 수신 안테나가 3개인 경우의 디코딩을 위한 트렐리스 다이어그램.

도 6은 도 1에 도시된 송신기의 제2 실시예에 따른 구성을 보여주는 도면.

도 7은 도 6에 도시된 제2 실시예로서 송신 안테나가 4개이고, 수신 안테나가 2개인 경우의 BPSK용 컴포넌트 부호.

도 8은 도 6에 도시된 제2 실시예로서 송신 안테나가 4개이고, 수신 안테나가 2개인 경우의 디코딩을 위한 트렐리스 다이어그램.

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <9> 본 발명은 이동 통신시스템에 관한 것으로, 특히 다중 안테나를 통한 신호 송수신 장치 및 방법에 관한 것이다.
- <10> CDMA2000(Code Division Multiple Access 2000), UMTS(Universal Mobile Telecommunication System) 등과 같은 부호분할다중접속(Code Division Multiple Access) 방식의 이동 통신시스템에서는 무선 채널상에서의 송신 용량을 증가시키기 위한 방안으로 다중 안테나(multiple antennas)가 사용된다.
- <11> 다중 안테나를 사용하는 방식에는 송신기와 수신기 사이에 병렬 채널을 만들어서 신호를 전송하는 멀티플렉싱(multiplexing) 방식과, 송신기 혹은 수신기에서 다중 안테나를 사용하여 송신측 또는 수신측의 성능을 향상시키는 다이버시티(diversity) 방식이 있다. 상기 방식들중 멀티플렉싱 방식은 충분한 다이버시티 효과를 제공하지 못하기 때문에 송수신 성능을 상대적으로 저하시킨다. 반면에, 상기 다이버시티 방식은 구조가 간단하면서도 좋은 송수신 성능을 제공하기 때문에 많이 사용되고 있다. 상기 다이버시티 방식은 수신기에서 채널에 대한 정보를 송신기로 전송할 필요가 없으므로 변화하는 채널 환경에서 유용하다. 이러한 방식들 이외에도 송신기에서의 전송 성능, 즉 전송 에러율을

줄이기 위하여 다중 안테나를 사용하고 이와 함께 채널 부호화(channel coding) 기법을 적용하는 방식이 사용되고 있다. 그러나 이 방식은 송신기의 안테나의 수가 증가할 때 수신기의 복잡도가 증가하기 때문에 사용하기가 어렵다는 단점이 있다.

<12> 이러한 단점을 해결하기 위하여 송신기의 안테나들을 여러 개의 그룹으로 나누어 신호를 송신하는 방식이 제안되었다. 예컨대, V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, pp. 199-207, Feb. 1999.와, 상기 제안된 방식이 2000년 10월 3일자 미합중국 특허번호 제6,127,971호, 제목 "COMBINED ARRAY PROCESSING AND SPACE-TIME CODING"에 제안되었다. 이 방식은 수신기의 복잡도가 안테나의 수 증가에 따라 기하 급수적으로 증가하지 않는 장점이 있고, 공간 채널을 여러 개로 분리하여 사용함으로써 신호의 전송 속도를 높일 수 있다.

<13> 그러나, 이 방식은 송신 안테나의 수가 적은 경우에 그룹으로 나누어지는 안테나의 수도 적어져서 멀티플렉싱 효과를 얻기 어렵기 때문에 다이버시티 효과 밖에 얻을 수 없다는 단점이 있다. 게다가, 송신 안테나의 수가 적은 경우에 그룹으로 나누어지는 안테나의 수도 적기 때문에 다이버시티 효과를 얻기도 어렵다는 단점이 있다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<14> 따라서 본 발명의 목적은 이동 통신시스템에서 다중 안테나를 사용하고 채널 부호화 기법을 사용하여 신호를 송수신하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

- <15> 본 발명의 다른 목적은 다중 안테나를 사용하고 채널 부호화 기법을 사용하여 신호를 송수신하는 이동 통신시스템에서 양호한 멀티플렉싱 효과 및 다이버시티 효과가 얻어질 수 있도록 하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <16> 본 발명의 또 다른 목적은 다중 안테나를 사용하고 채널 부호화 기법을 사용하여 신호를 송수신하는 이동 통신시스템에서 그룹화된 적은 수의 송신 안테나들을 통해 신호를 송신하는 경우에도 양호한 멀티플렉싱 이득 및 다이버시티 이득이 얻어질 수 있도록 하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <17> 이러한 목적들을 달성하기 위한 본 발명은 송신 안테나를 통해 신호를 송신할 때 동일한 신호를 자신의 그룹의 안테나 이외에도 다른 그룹의 안테나에도 중첩시켜 보내는 방법을 제시한다. 이렇게 되면 같은 안테나 수에서 기존의 방식보다 많은 다이버시티 효과를 얻을 수가 있다.
- <18> 본 발명의 신호 송신 장치는, 입력 프레임을 k 개의 비트그룹들로 분할하는 프레임 분할부를 포함한다. 제1 그룹의 부호기들은 상기 k 개의 비트그룹들을 각각 입력하여 부호화하고 부호화된 심볼들을 출력한다. 제2 그룹의 부호기들은 상기 k 개의 비트그룹들중 적어도 1개 이상의 비트그룹들을 각각 입력하여 부호화하고 부호화된 심볼들을 출력한다. 송신부는 미리 설정된 수의 안테나들이 그룹화되는 복수의 안테나들을 포함하고, 상기 안테나들의 수는 상기 k 보다 큰 N 개이고, 상기 그룹화된 안테나들중 적어도 하나의 안테나를 통해 상기 제2 그룹의 부호기들중 하나의 부호기에 의해 부호화된 심볼들을 송신한다.
- <19> 바람직하기로, 상기 부호기들은 트렐리스 부호기들임을 특징으로 한다.

- <20> 바람직하기로, 상기 그룹화된 안테나들의 수의 전체 합 N_k 는 전체 안테나 수 N 보다 큰 것을 특징으로 한다.
- <21> 본 발명의 신호 수신 장치는, M 개의 수신기들에 접속된 안테나들과, 상기 M 보다 작은 k 개의 복호기들을 포함한다. 분해기는 상기 수신기들로부터 출력되는 M 개의 수신 심볼들중 적어도 하나의 수신 심볼을 상기 복호기들중 적어도 하나 이상의 복호기들로 출력되도록 분해한다.
- <22> 바람직하기로, 상기 복호기들은 트렐리스 복호기들임을 특징으로 한다.
- <23> 바람직하기로, 상기 안테나들은 미리 설정된 수의 안테나들이 그룹화되어 구성되는 것을 특징으로 한다.
- <24> 전술한 바와 같은 내용은 당해 분야 통상의 지식을 가진 자가 후술되는 본 발명의 구체적인 설명으로 보다 잘 이해할 수 있도록 하기 위하여 본 발명의 특징들 및 기술적인 장점들을 다소 넓게 약술한 것이다.
- <25> 본 발명의 청구범위의 주제를 형성하는 본 발명의 추가적인 특징들 및 장점들이 후술될 것이다. 당해 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 본 발명의 동일한 목적들을 달성하기 위하여 다른 구조들을 변경하거나 설계하는 기초로서 발명의 개시된 개념 및 구체적인 실시예가 용이하게 사용될 수도 있다는 사실을 인식하여야 한다. 당해 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 또한 발명과 균등한 구조들이 본 발명의 가장 넓은 형태의 사상 및 범위로부터 벗어나지 않는다는 사실을 인식하여야 한다.

【발명의 구성 및 작용】

<26> 이하 본 발명의 바람직한 실시예의 상세한 설명이 첨부된 도면들을 참조하여 설명될 것이다. 도면들 중 참조번호들 및 동일한 구성요소들에 대해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 참조번호들 및 부호들로 나타내고 있음에 유의해야 한다. 하기에서 본 발명을 설명함에 있어, 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다.

<27> 하기에서 설명될 본 발명은 전술한 종래 기술들인 V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, pp. 199-207, Feb. 1999.와, 2000년 10월 3일자 미합중국 특허번호 제6,127,971호, 제목 "COMBINED ARRAY PROCESSING AND SPACE-TIME CODING"에 개시된 신호 송신 방식의 문제점을 해결하기 위한 것임을 밝혀두는 바이다. 상기 종래 기술들에는 N개의 송신 안테나들을 N_i 크기의 중첩되지 않은 작은 그룹들로 분할하고 각 그룹의 안테나들로부터 정보를 송신하기 위하여 컴포넌트 부호들(component codes)로서 불리어지는 개개의 시공간 부호들(space-time codes)을 사용함에 의해 부호화 및 복호화의 복잡도를 현저하게 줄이는 방법이 소개되었다.

<28> 본 발명에서는, 안테나의 그룹들이 중첩되어지는 요소들을 가지도록 함으로써 상기 종래 기술들의 개선이 이루어지도록 하는 것이다. 이러한 방식을 하기에서는 '중첩 안테나 그룹화(overlapped antenna grouping)'라고 언급할 것이다. 또한, 본 발명의 방식

은 종래 기술과 비교하였을 때 멀티플렉싱 이득과 다이버시티 사이의 우수한 트레이드오프(trade-off)를 가능하게 한다. 이 트레이드오프를 가능하게 하기 위하여, 본 발명에서는 중첩 안테나 그룹화와 관련하여 사용되어질 부호화 및 복호화 알고리즘들을 보다 간단하게 하는 새로운 종류의 시공간 부호들인 '중첩 시공간 부호들(overlapped space-time codes)'를 도입한다. 이러한 본 발명은 송신 안테나들의 수가 N 이고, 수신 안테나들의 수가 M 이고, 멀티플렉싱 이득 γ 가 주어졌을 때, $(N-\gamma+1)(M-\gamma+1)$ 의 다이버시티의 제공을 가능하게 한다.

<29> 후술될 본 발명에서는 다음과 같은 설명들이 기술될 것이다. 먼저, 본 발명이 적용되는 무선 환경에서 다중 안테나들을 사용하여 신호를 송수신하는 통신 모델과, 결합된 배열 처리(combined array processing) 및 시공간 부호화(space-time coding)의 동작이 간단하게 설명될 것이다. 다음에, 본 발명의 실시예에 따른 중첩 안테나 그룹화와 중첩 시공간 부호화의 방식이 설명될 것이다. 그 다음에, 본 발명의 실시예에 따른 방식들이 부호기 및 복호기의 구조를 간단하게 하면서도 멀티플렉싱 이득과 다이버시티 사이의 최상의 트레이드오프를 달성 가능하게 하는 것임이 설명될 것이다.

<30> A. 통신 모델(Communications Model)

<31> 본 발명은 송신기가 N 개의 안테나들을 구비하고 수신기가 M 개의 안테나들을 구비하는 통신 시스템들을 고려한다. 결합된 배열 처리기(combined array processor) 및 시공간 부호기(space-time coder)는 매 타임슬롯 t 에서 B 입력 비트들의 블록을 받아들인다.

이 입력 비트들은 $B_1 + B_2 + \dots + B_K = B$ 의 관계를 가지며 $B_1, B_2, \dots; B_K$ 의 길이를 가지는 K 열들로 구분되어진다. 기지국에서의 안테나들은 $N_1, N_2, \dots; N_K$ 안테나들의 그룹으로 이루어진다. 상기 안테나들은 $N_1 + N_2 + \dots + N_K \geq N$ 의 관계를 가지는 K 개의 그룹들 $G_1, G_2, \dots; G_K$ 로 분할되어진다. 각 블록 B_k ($k=1, 2, \dots; K$)는 시공간 부호기 C_k 에 의해 부호화된다. C_k 의 출력은 시간 t 에서 그룹 G_k 의 안테나들로부터 동시에 송신되는 N_k ($k=1, 2, \dots; K$) 시퀀스들의 성상 심볼들(constellation symbols)을 제공한다. 이는 안테나들 $1, 2, \dots; N$ 으로부터 동시에 송신되는 전체 N 시퀀스들의 성상 심볼들을 제공한다.

<32> $c_t^{i,k}$ 를 타임슬롯 t 에서 그룹 G_k 의 안테나 i 로부터 송신되는 신호이고, 성상의 평균 에너지가 1이고, E_k 를 그룹 G_k 에서 안테나 $1 \leq i \leq N_k$ 를 통한 평균 송신 전력이고, $\alpha_{i,j,k}$ 를 그룹 G_k 의 송신 안테나 i 로부터 안테나 j 에 수신되는 경로 이득이라고 가정한다. 수신기의 복조기는 각 수신 안테나 $j=1, 2, \dots; M$ 에 수신되는 신호들에 근거하여 결정 통계값들을 계산한다. 시간 t 에서 안테나 j 에 의해 수신되는 신호 r_t^j 는 <수학식 1>과 같다.

<33>

$$r_t^j = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{N_k} \sqrt{E_k} \alpha_{i,j,k} c_t^{j,k} + \eta_t^j$$

【수학식 1】

<34> 상기 <수학식 1>에서 η_t^j 는 시간 t 에서 송신 안테나들과 수신 안테나 j 사이의 채널 잡음이다. 경로 이득들 $\alpha_{i,j,k}$ 는 제로 평균 및 디멘존당 파워 0.5를 가지는 독립적인 복소 가우시안 랜덤 변수들(independent complex Gaussian random variables)의 샘플들로 모델화된다. 이것은 독립적인 레일레이 페이딩(Rayleigh fades)하에서 서로 다른 안테나들로부터 송신되어지는 신호들을 가정하는 경우와 동일하다. 이때 경로 이득들

$a_{i,j,k}$ 가 프레임내에서 일정하고, 하나의 프레임으로부터 다른 프레임으로 변화하는 준-정적 페이딩(quasistatic fading)이라고 가정한다. 상기 잡음값들 η_t^j ($j=1,2, \dots; M$) 은 제로 평균 및 디멘존당 파워 0.5를 가지는 독립적인 복소 가우시안 랜덤 변수들의 샘플들로 모델화된다. 상기 <수학식 1>을 벡터 형태로 다시 쓰면 다음의 <수학식 2>와 같다.

<35>
 【수학식 2】
$$\mathbf{r}_t = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_k} \boldsymbol{\Omega}_k \mathbf{c}_t^{j,k} + \boldsymbol{\eta}_t$$

<36> 상기 <수학식 2>에서 사용된 변수들은 다음의 <수학식 3>, <수학식 4>, <수학식 5> 및 <수학식 6>과 같다.

<37>
 【수학식 3】
$$\mathbf{c}_t^k = (c_t^{1,k}, c_t^{2,k}, \dots, c_t^{N_k,k})^T$$

<38>
 【수학식 4】
$$\mathbf{r}_t = (r_t^1, r_t^2, \dots, r_t^M)^T$$

<39>
 【수학식 5】
$$\boldsymbol{\eta}_t = (\eta_t^1, \eta_t^2, \dots, \eta_t^M)^T$$

<40>
 【수학식 6】
$$\boldsymbol{\Omega}_k = \begin{pmatrix} \alpha_{1,1,k} & \alpha_{2,1,k} & \cdot & \cdot & \cdot & \alpha_{N_k,1,k} \\ \alpha_{1,2,k} & \alpha_{2,2,k} & \cdot & \cdot & \cdot & \alpha_{N_k,2,k} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \alpha_{1,M,k} & \alpha_{2,M,k} & \cdot & \cdot & \cdot & \alpha_{N_k,M,k} \end{pmatrix}$$

<41> 본 발명에서는 다른 그룹들로부터의 간섭을 억제하기 위하여 그룹 간섭 억제 방식과 시공간 부호화를 가지는 결합된 배열 처리 방식을 사용한다. 이러한 방식에 대한 원리는 논문 V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Combined array processing and space-time coding,"

IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, pp. 1121-1128, May 1999.에 개시되어 있다. 또한, 본 발명에서는 $M \geq N - N_k + 1$ 이고, 수신기가 전적으로 채널 상태 정보 매트릭스들 Ω_k ($1 \leq k \leq K$) 를 알고 있다고 가정한다. 각 매트릭스 Ω_k 에 대하여, $\Lambda_k = [\Omega_1, \dots, \Omega_{k-1}, \Omega_{k+1}, \dots, \Omega_K]$ 를 정의할 수 있다.

<42> 상기 논문에 나타나 있는 바와 같이, $v^{k_j} \Lambda_k = (0, 0, \dots, 0)$ ($j = 1, \dots, N_k + M - N$) 과 같은 직교의 행 벡터들의 집합 $\{v^{k_1}, v^{k_2}, \dots, v^{k_{N_k + M - N}}\}$ 을 구성할 수 있다. Φ_k 를 그의 j 번째 열이 v^{k_j} 인 $(N_k + M - N) \times M$ 매트릭스라고 가정한다. 상기 <수학식 2>의 양변에 Φ_k 를 승산하면, 하기 <수학식 7>이 도출된다.

<43> **【수학식 7】** $\widehat{\mathbf{r}}_t^k = \sqrt{E_k} \widetilde{\Omega}_k \mathbf{c}_t^k + \widehat{\boldsymbol{\eta}}_t^k$

<44> 상기 <수학식 7>에서 $\widehat{\mathbf{r}}_t^k = \Phi_k \mathbf{r}_t$, $\widetilde{\Omega}_k = \Phi_k \Omega_k$, $\widehat{\boldsymbol{\eta}}_t^k = \Phi_k \boldsymbol{\eta}_t$ 이다.

<45> 상기 <수학식 7>은 방정식으로, 이는 다른 그룹들의 안테나로부터의 전송 신호들이 억제됨을 나타낸다. 벡터 $\widehat{\mathbf{r}}_t^k$ 를 시공간 부호 C_k 를 사용하는 N_k 송신 안테나 및 $(M - N + N_k)$ 수신 안테나를 가지는 시공간 송신 모델에 대한 수신 벡터라고 취급함에 의해 전송 시나리오에 동일한 성능이 달성될 수 있음이 이미 앞서서 언급한 종래 기술의 문헌인 논문 V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, pp. 199-207, Feb 1999.에서 증명되었다. 그러므로, 전체 다이버시티 시공간 부호를 가정할 때 상기 종래 기술의 문헌의 방식은 부호 C_k 를 복호화시 최대 $N_k \times (M - N + N_k)$ 레벨 다이버시티를 제공할 수 있다.

<46> B. 발명의 원리

<47> (B-1) 중첩 안테나 그룹화(Overlapped Antenna Grouping)

<48> 수신기에서의 $(N-N_i)$ 디멘존(dimension)들이 다른 그룹들의 안테나들로부터의 전송들을 억제하도록 사용되어지기 때문에, 상기 종래 기술의 문헌에 나타난 "결합된 배열 처리 및 시공간 부호화" 방식은 다이버시티와 멀티플렉싱 이득 사이의 트레이드오프를 최적으로 제공하지 못한다. 몇몇 경우들에 있어서, N 송신 안테나들과 M 수신 안테나들에 의해 제공된 많은 수의 $N \times M$ 디멘존들은 과도한 낭비일 수도 있다.

<49> 이러한 종래 기술의 문제점은 본원 발명자들에게 개선의 동기를 부여하였다. 우선 발명자들은 N 송신 안테나들로부터 분할을 형성하는 그룹들의 안테나들에 대하여 상기 종래 기술의 문헌에서 행해진 가정이 과도하게 제한적이라는 것을 인식하였다. 이에 상기 발명자들은 상이한 그룹들의 안테나들이 공통의 구성요소들을 가지도록 함으로써 상기 종래 기술을 우선 개선시키고자 시도하였다. 만약 $N_1, N_2, \dots; N_K$ 요소들로 각각 이루어지는 K 그룹의 안테나들이 있다면, 상기 종래 기술은 $N_1 + N_2 + \dots + N_K = N$ 을 만족하지만, 본원 발명은 $N_1 + N_2 + \dots + N_K \geq N$ 을 만족한다. 그러나 이러한 시도도 여전히 각 송신 안테나 $i(i=1, 2, \dots; N)$ 가 적어도 하나의 그룹에 있을 것을 요구한다. 또한, 상기 발명자들은 위에서 언급한 바와 같은 구조하의 본원 발명에 적용가능하고 간단한 부호화 및 복호화 알고리즘을 사용하여 구현되어질 수 있는 중첩된 시공간 부호화

기법들을 사용함에 의해 상기 종래 기술을 개선시키고자 시도하였다. 이러한 새로운 종류의 시공간 부호들의 구성이 후술되는 설명으로부터 구체적으로 논의될 것이다.

<50> (B-2) 중첩 시공간 부호화(Overlapped Space-Time Coding)

<51> 본원 발명에 따른 중첩 시공간 부호기(Overlapped Space-Time Encoder)는 다음과 같은 3가지의 구성 요소들로 이루어진다.

<52> 첫째, 각각이 $N_1, N_2, \dots; N_k$ 의 안테나들로 이루어지는 그룹들 G_k ($k=1, 2, \dots; K$)로 이루어지는 중첩된 안테나들.

<53> 둘째, N_k 안테나들을 사용한 전송을 위해 설계되고 신호 성상 A_k 상에서 정의되어진 부호어들을 가지는 개별적인 그룹들 G_k ($k=1, 2, \dots; K$)에 대응하는 컴포넌트 시공간 부호 C_k .

<54> 셋째, 그룹들 $G_{k1}, G_{k2}, \dots; G_{kl}(i)$ 의 요소들인 각 송신 안테나 i ($i = 1, 2, \dots; N$)에 대한 일대일 함수 $F_i(x_{i,1}, x_{i,2}, \dots; x_{i,l(i)})$. 상기 일대일 함수의 도메인은 $A_{k1} \times A_{k2} \times \dots \times A_{kl(i)}$ 이고, 이것의 범위는 신호 성상 Q_i 이다.

<55> 본원 발명에 따른 중첩 시공간 부호기는 다음과 같이 부호화 동작을 수행한다.

<56> 상기 중첩 시공간 부호기의 입력은 매 타임 슬롯 t 에서 B 입력 비트들의 블록이고, 이 입력 비트들은 $B_1, B_2, \dots; B_K$ 의 길이를 가지고 $B_1 + B_2 + \dots + B_K = B$ 인 K 열들로 구분된다. 각 블록 B_k ($1 \leq k \leq K$)는 컴포넌트 시공간 부호기 C_k 에 의해 부호화된다. 각

시간 t 에서 컴포넌트 시공간 부호기 C_k 의 출력은 심볼들 $c_t^{1,k}, c_t^{2,k}, \dots, c_t^{N_k,k}$ 의 시퀀스이다. 여기서 $c_t^{i,k} \in A_k$ 는 시공간 부호기 C_k 의 i 번째 출력 심볼을 의미한다. $c_t^{i,k}$ ($i=1,2, \dots, N_k$)가 그룹 G_k 에서의 i 번째 송신 안테나에 대응하는 것으로 가정할 때, C_k 의 출력과 그룹 G_k 에서의 안테나들 사이의 상호 관련성은 다음과 같이 정의된다. 매 시간 t 에서, 부호기는 안테나 i 가 그룹 G_{kp} ($p=1,2, \dots, l(i)$)의 i_p 번째 안테나라고 가정하고 각 송신 안테나 i 에 대한 심볼들 $q_t^i = F_i(c_t^{i_1,k_1}, c_t^{i_2,k_2}, \dots, c_t^{i_{l(i)},k_{l(i)}})$ 을 계산한다. 상기 심볼들 $q_t^1, q_t^2, \dots, q_t^N$ 은 시간 t 에서 각 안테나들 $1,2, \dots, N$ 으로부터 동시에 송신되는 출력 신호이다.

<57> (B-3) 중첩 시공간 복호화(Overlapped Space-Time Decoding)

<58> 중첩 시공간 부호의 복호화 동작에 대한 첫 번째 단계는 매 $k = 1,2, \dots, K$ 에 대하여 그룹 G_k 에 있지 않은 모든 안테나들로부터의 전송들을 억제하는 것이다. 즉, 본 발명은 다른 그룹들로부터의 간섭들을 억제하기 위하여 그룹 간섭 억제 방식과 시공간 부호화로 결합 배열 처리를 한다.

<59> 상기 복호화 동작을 위한 수신기는 하기의 <수학식 8>과 같이 정의되는 채널 상태 정보 매트릭스 Ω 를 알고 있다고 가정한다.

<60>

$$\Omega = \begin{pmatrix} \alpha_{1,1} & \alpha_{2,1} & \cdot & \cdot & \cdot & \alpha_{N,1} \\ \alpha_{1,2} & \alpha_{2,2} & \cdot & \cdot & \cdot & \alpha_{N,2} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \alpha_{1,M} & \alpha_{2,M} & \cdot & \cdot & \cdot & \alpha_{N,M} \end{pmatrix}$$

【수학식 8】

<61> 상기 <수학식 8>에서, $a_{i,j}$ 는 송신 안테나 $i = 1, 2, \dots; N$ 으로부터 수신 안테나 $j = 1, 2, \dots; M$ 으로의 경로 이득이다. 이미 앞서서 논의한 바와 같이, 시간 t 에서 안테나 j 에 의해 수신되는 신호 r_t^j 는 하기 <수학식 9>와 같다.

<62> **【수학식 9】**
$$r_t^j = \sum_{i=1}^N \alpha_{i,j} q_t^i + \eta_t^j$$

<63> 상기 <수학식 9>에서, η_t^j 는 시간 t 에서 송신 안테나들과 수신 안테나 j 사이의 채널 잡음이다. 상기 <수학식 9>를 벡터 형태로 변환하여 쓰면 하기의 <수학식 10>과 같다.

<64> **【수학식 10】**
$$\mathbf{r}_t = \mathbf{\Omega}_k \mathbf{q}_t + \mathbf{\eta}_t$$

<65> 상기 <수학식 10>에서 사용된 변수들은 다음의 <수학식 11>, <수학식 12> 및 <수학식 13>과 같은 관계를 갖는다.

<66> **【수학식 11】**
$$\mathbf{q}_t = (q_t^1, q_t^2, \dots, q_t^N)^T$$

<67> **【수학식 12】**
$$\mathbf{r}_t = (r_t^1, r_t^2, \dots, r_t^M)^T$$

<68> **【수학식 13】**
$$\mathbf{\eta}_t = (\eta_t^1, \eta_t^2, \dots, \eta_t^M)^T$$

<69> Λ_k 를 그룹 G_k 의 요소가 아닌 모든 열들에 대응하는 $\mathbf{\Omega}$ 의 $\{M \times N - N_k\}$ 서브매트릭스이고, $\mathbf{\Omega}_k$ 와 \mathbf{q}_t^k 를 각각 그룹 G_k 의 모든 열들에 대응하는 서브매트릭스들 $\mathbf{\Omega}$ 및 \mathbf{q}_t 라고 정의한다. $M \geq N - N_k + 1$ 라고 가정할 때, 직교의 행 벡터들의 집합 $\{v_{k_1}, v_{k_2}, \dots; v_{k_{N_k+M-N}}\}$ 을 $v_{j^k} \Lambda_k = (0, 0, \dots, 0)$ ($j=1, \dots; N_k + M - N$)과 같이 구성할 수 있다. Φ_k 가 j 번째 행이 v_{j^k} 인 $(N_k + M - N) \times M$ 매트릭스라고 정의한다.

<70> 상기 <수학식 10>의 양변에 Φ_k 를 승산하면 하기 <수학식 14>가 도출된다.

<71> **【수학식 14】** $\widetilde{\mathbf{r}}_t^k = \widetilde{\Omega}_k \mathbf{q}_t^k + \widetilde{\eta}_t^k$

<72> 상기 <수학식 14>에서 $\widetilde{\mathbf{r}}_t^k = \Phi_k \mathbf{r}_t$, $\widetilde{\Omega}_k = \Phi_k \Omega_k$, $\widetilde{\eta}_t^k = \Phi_k \eta_t$ 이다.

상기 <수학식 14>는 방정식으로, 그룹 G_k 이외의 모든 다른 그룹들에 대응하는 안테나들로부터의 전송은 억제됨을 나타낸다.

<73> G_1 에 대한 복호화 동작은 G_2, \dots, G_k 의 복호화 동작과 유사하기 때문에, G_1 에 대한 복호화 동작에 대한 두 번째 단계만을 설명하기로 한다. 즉, $k = 1$ 이고 G_1 의 요소가 안테나들 $1, 2, \dots, N_1$ 이라고 가정될 수 있다. $i = 1, 2, \dots, N_1$ 인 경우에 $q_t^{i,1}$ 은 q_t^1 의 i 번째 요소로서 정의된다. 그러므로 안테나 $i = 1, 2, \dots, N_1$ 이 그룹 G_{kp} 의 i_p 번째 요소라고 가정할 때 $q_t^{i,1} = F_i(c_t^{i_1, k_1}, c_t^{i_2, k_2}, \dots, c_t^{i_{l(k)}, k_{l(k)}})$ 이 성립한다.

<74> 컴포넌트 부호 C_1 의 복호기는 벡터 $\widetilde{\mathbf{r}}_t^1$ 를 수신된 워드로서 간주하여 처리하고, 매트릭스 $\widetilde{\Omega}_1$ 을 채널로서 간주하여 처리한다. 상기 컴포넌트 부호 C_1 의 복호기는 부호어 $c_1^{1,1} c_1^{2,1} \dots c_1^{N_1,1} c_2^{1,1} c_2^{2,1} \dots c_2^{N_1,1} \dots c_L^{1,1} c_L^{2,1} \dots c_L^{N_1,1}$ 을 결정한다. 상기 복호기는

상기 컴포넌트 부호 C_1 의 모든 부호어들에 대한 합계

$$\sum_{t=1}^L \arg \min_{x_{1,2}, \dots, x_{1,l(1)}, \dots, x_{N_1,2}, \dots, x_{N_1,l(N_1)}} \|\widetilde{\mathbf{r}}_t^1 - \Omega_1 (F_1(c_t^{1,1}, x_{1,2}, \dots, x_{1,l(1)}), \dots, F_{N_1}(c_t^{N_1,1}, x_{N_1,2}, \dots, x_{N_1,l(N_1)}))\|^T \quad \text{를 최}$$

소화시켜서 C_1 을 구한다. 상기 최소화 부호어는 비터비 알고리즘(Viterbi Algorithm)을 사용하여 계산되어질 수 있다.

<75> 트렐리스(trellis) 부호를 사용하여 복호화 동작을 수행하는 경우에,

$x_{1,2}, \dots, x_{1,l(1)}, \dots, x_{N_1,2}, \dots, x_{N_1,l(N_1)}$ 중에서 상이한 선택들

이 C_1 의 트렐리스 다이어그램에서의 병렬 천이들을 야기한다는 것에 주목할만하다. F_i ($i=1,2,\dots,N$)를 주의하여 선택하면, 부호어들을 최소화하는 고속 계산이 이루어질 수 있다.

<76> C. 실시예들

<77> 도 1은 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 이동통신 시스템의 송신장치에 대한 블록 다이어그램이다.

<78> 상기 도 1을 참조하면, 송신장치는 직/병렬 변환기(Serial-to-Parallel Converter) 110과, 부호기들 121-1~121-3, 122-1~122-3, \dots ; 123-1~123-3과, 송신기들 131-1~131-3, 132-1~132-3, \dots ; 133-1~133-3과, 안테나들 ANT11~13, ANT21~23, ANT31~33을 포함하여 구성된다. 상기 직/병렬 변환기 110은 입력 프레임을 k 개의 비트그룹들로 분할하는 프레임 분할부로서 기능한다. 예를 들어, 상기 입력 프레임이 $B = B_1 + B_2 + \dots + B_k$ 인 경우, 상기 직/병렬 변환기 110은 미리 설정된 수의 비트들(혹은 심볼들)로 이루어지는 비트그룹들 $B_1, B_2, \dots; B_k$ 를 출력한다.

<79> 상기 부호기들은 제1 그룹의 부호기들과, 제2 그룹의 부호기들로 구분된다. 상기 제1 그룹의 부호기들은 상기 k 개의 비트그룹들을 각각 입력하여 부호화하고 부호화된 심볼들을 출력한다. 상기 부호기들 121-1, 121-3, 122-1, 122-3, \dots ; 123-1, 123-3이 상기 제1 그룹의 부호기들에 해당한다. 상기 제2 그룹의 부호기들은 상기 k 개의 비트그룹들중 적어도 2개 이상의 비트그룹들을 각각 입력하여 부호화하고 부호화된 심볼들을 출력한다

. 상기 부호기들 121-2, 122-2, $\cdot \cdot \cdot$; 123-2가 상기 제2 그룹의 부호기들에 해당한다. 여기서 상기 제2 그룹의 부호기들이 각각 2 비트그룹들을 입력하여 부호화하는 예로서 도시 및 설명되고 있으나, 본 발명의 원리는 2개 이상의 비트그룹들을 입력하는 경우에도 동일하다. 왜냐하면, 본 발명은 2개 이상의 비트그룹들을 중첩하여 하나의 안테나를 통해 전송되도록 하기 위한 것을 특징으로 하기 때문이다. 이러한 부호기들은 후술되는 바와 같이 트렐리스 부호(trellis code)에 의한 부호화 동작을 수행한다.

<80> 상기 송신기들 131-1~131-3, 132-1~132-3, $\cdot \cdot \cdot$; 133-1~133-3은 각각 상기 부호기들 121-1~121-3, 122-1~122-3, $\cdot \cdot \cdot$; 123-1~123-3에 접속되어 있으며, 상기 부호기들로부터의 부호화된 심볼들을 안테나를 통해 송신하기에 적합한 신호로 변환한다. 예를 들어, 상기 송신기들은 부호화된 심볼들을 변조, 확산, 중간주파수 변환 및 고주파수 변환 등의 처리를 수행한다.

<81> 상기 안테나들 ANT11~13, ANT21~23, ANT31~33은 각각 상기 송신기들 121-1~121-3, 122-1~122-3, $\cdot \cdot \cdot$; 123-1~123-3에 접속되어 있다. 상기 안테나들은 미리 설정된 수의 안테나들이 그룹화되어 구성된다. 여기서는 각 그룹의 안테나들이 동일하게 2개의 안테나들인 것으로 도시하고 있다. 즉, 도면에서는 안테나들 ANT11, ANT12가 제1 그룹 G_1 을 형성하고, 안테나들 ANT12, ANT13가 제2 그룹 G_2 를 형성하고, 안테나들 ANT21, ANT22가 제3 그룹 G_3 을 형성하고, 안테나들 ANT22, ANT23가 제4 그룹 G_4 를 형성하고, 안테나들 ANT31, ANT32가 제(k-1) 그룹 G_{k-1} 을 형성하고, 안테나들 ANT32, ANT33이 제k 그룹 G_k 를 형성한다. 상기 각 그룹의 안테나들의 수가 $N_1, N_2, \cdot \cdot \cdot; N_k$ 라고 가정할 때, 상기 그룹화된 안테나들의 수의 전체 합 N_k 는 상기 안테나들의 수 N 보다 크게 설정되는 것이 바람직하다.

- <82> 상기 송신기들 131-1~131-3, 132-1~132-3, . . . ; 133-1~133-3과 상기 안테나들 ANT11~13, ANT21~23, ANT31~33은 송신부를 구성한다. 상기 각 그룹의 안테나들의 수는 본 발명의 사상을 벗어나지 않는 범위내에서 서로 동일한 다른 수로 혹은 서로 상이한 수로 설정 가능하다. 여기서, 본 발명의 사상이란 하나의 안테나가 어느 한 그룹의 안테나로서 동작할 뿐만 아니라 다른 그룹의 안테나로서도 동작하는 것을 의미한다. 즉, 하나의 안테나가 서로 다른 그룹의 안테나를 통해 송신될 신호들을 중첩하여 송신하는 것을 의미한다.
- <83> 도 2는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 이동통신 시스템의 수신장치의 블록 다이어그램이다. 이 블록 다이어그램은 상기 도 1에 도시된 송신장치의 블록 다이어그램에 대응한다.
- <84> 상기 도 2를 참조하면, 수신장치는 M개의 안테나들 ANT51~ANT53, ANT61~ANT63, . . . ; ANT71~ANT73과, 수신기들 211-1~211-3, 212-1~212-3, . . . ; 213-1~213-3과, 분해기(decomposer) 221과, 복호기들 231-1~231-2, 232-1~232-2, . . . ; 233-1~233-2로 이루어진다.
- <85> 상기 안테나들 ANT51~ANT53, ANT61~ANT63, . . . ; ANT71~ANT73은 각각 M개의 수신기들 211-1~211-3, 212-1~212-3, . . . ; 213-1~213-3에 접속되어, 무선 채널상의 신호들을 수신한다. 상기 수신기들 211-1~211-3, 212-1~212-3, . . . ; 213-1~213-3은 각각 상기 안테나들 ANT51~ANT53, ANT61~ANT63, . . . ; ANT71~ANT73을 통해 수신되는 신호들을 수신 처리한다. 예를 들어, 상기 수신기들 211-1~211-3, 212-1~212-3, . . . ; 213-1~213-3은 안테나를 통해 수신되는 신호들에 대해 중간주파수 변환, 기저대역주파수 변

환, 역확산, 복조 등을 수행한다. 상기 안테나들 ANT51~ANT53, ANT61~ANT63, ···; ANT71~ANT73과, 수신기들 211-1~211-3, 212-1~212-3, ···; 213-1~213-3은 수신부를 구성한다.

<86> 상기 분해기 221은 상기 수신기들로부터 출력되는 M개의 수신 심볼들중 적어도 하나의 수신 심볼을 상기 복호기들중 적어도 둘 이상의 복호기들로 출력되도록 분해한다. 예를 들어, 상기 분해기 221은 상기 수신기 211-1~213-3으로부터 출력되는 수신 심볼을 분해하여 송신기 131-1~131-3에서 보내온 신호를 검출하여 상기 복호기 231-1과, 상기 복호기 231-2로 출력한다. 이와 같이 송신기 132-1~132-3, 133-1~133-3에서 전송되어온 신호를 수신된 신호에 분리하여 각각 복호기 232-1, 232-2와 233-1, 233-2로 출력한다.

<87> 상기 복호기들 231-1~231-2, 232-1~232-2, ···; 233-1~233-2는 각각 해당하는 분해기 221으로부터의 수신 심볼들을 입력하여 후술되는 바와 같은 복호화 동작을 수행한다. 상기 복호기 231-1은 상기 분해기 221을 통한 상기 수신기 211-1 및 211-2로부터의 수신 심볼들을 복호화한다. 상기 복호기 231-2는 상기 분해기 221을 통한 상기 수신기 211-2 및 211-3으로부터의 수신 심볼들을 복호화한다. 상기 복호기 232-1은 상기 분해기 221을 통한 상기 수신기 212-1 및 212-2로부터의 수신 심볼들을 복호화한다. 상기 복호기 232-2는 상기 분해기 221을 통한 상기 수신기 212-2 및 212-3으로부터의 수신 심볼들을 복호화한다. 상기 복호기 233-1은 상기 분해기 221을 통한 상기 수신기 213-1 및 213-2로부터의 수신 심볼들을 복호화한다. 상기 복호기 233-2는 상기 분해기 221을 통한 상기 수신기 213-2 및 213-3으로부터의 수신 심볼들을 복호화한다. 이러한 복호기들은 트렐리스 복호기로서 구현될 수 있다.

<88> 상기 수신 안테나들은 도 1에 도시된 송신 안테나들에 대응하여 미리 설정된 수의 안테나들이 그룹화되어 구성될 수 있다. 상기 송신 안테나들은 앞서서 설명한 바와 같이 어느 한 그룹의 송신 신호와 다른 그룹의 송신 신호가 중첩된 송신 신호를 송신한다. 그러므로, 상기 수신 안테나들은 중첩된 신호를 수신하게 되고, 이에 따라 상기 복호기들은 서로 다른 그룹들의 중첩된 신호로부터 복호화 동작을 수행하게 된다.

<89> 본 발명의 실시 예에 따른 중첩 시공간 부호화 및 복호화의 동작들의 예들을 설명하면 다음과 같다. 하기의 실시 예들 각각에서는 먼저 상기 종래 기술의 문헌에 개시된 방식에 따른 중첩 시공간 부호화/복호화 동작과 그 동작의 문제점이 설명될 것이다. 다음에, 본 발명의 실시 예에 따른 중첩 시공간 부호화/복호화 동작이 설명될 것이다.

<90> (C-1) 실시예 1 :

<91> 지금, 3개의 송신 안테나들을 사용하여 신호를 송신하고, 3개의 수신 안테나들을 사용하여 신호를 수신하는 경우를 고려한다. 전체 다이버시티가 $2 \times 3 = 6$ 이라고 가정할 때 임의의 전송 시간당 단지 하나의 심볼을 전송할 수 있다. 이러한 사실은 논문 V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.에 기술된 사실로부터 잘 알 수 있을

것이다. 명확하게 6 레벨의 다이버시티가 초과될 수도 있고, 낮은 다이버시티 레벨에서 임의의 전송 시간당 2 심볼의 전송 레이트를 제공하도록 선택될 수도 있다.

<92> 상기 종래 기술의 문헌에 개시된 방식에 따라 송신 안테나들을 2개 혹은 3개의 중첩되지 않은 그룹들로 구분하는 것으로 가정한다. 송신 안테나들을 3개의 중첩되지 않은 그룹들로 구분하는 경우에, 상기 종래 기술의 방식은 단지 1의 다이버시티를 제공한다. 예를 들어, 송신 안테나들을 2개의 중첩되지 않은 그룹들로 구분하는 경우에, 제1 그룹을 2개의 송신 안테나들로 구성하고, 제2 그룹을 하나의 송신 안테나로 구성하는 것을 가정할 수 있다. 제1 그룹의 송신 신호를 복호화할 시, 수신기는 그룹 2의 송신 신호들을 억제함에 의해 4 레벨의 다이버시티를 제공한다. 유사하게, 제2 그룹의 송신 신호를 복호화할 시, 수신기는 그룹 1의 송신 신호들을 제거함으로써 단지 1 레벨의 다이버시티를 얻을 수 있다. 비록 그룹 1의 송신 신호에 대한 복호화가 성공적이고 수신된 벡터에 대한 이 그룹의 기여분이 제거되었다고 하면, 그룹 2의 송신 신호에 대한 복호화시는 3가지 레벨의 다이버시티가 제공될 수 있다. 그러나, 이러한 방식은 그룹 1의 송신 신호에 대한 복호화가 성공적이지 못하다면 에러 전파(error propagation)의 단점이 초래된다.

<93> 지금, 4가지 레벨의 다이버시티를 제공하고 에러 전파의 단점이 초래되지 않도록 본 발명의 실시 예에 따라 중첩 시공간 부호화 및 그에 따른 전송 동작이 도 3에 도시된 바와 같이 수행되는 경우를 예로 들기로 한다. 상기 도 3에서, 제1 그룹의 안테나들 G_1 은 송신 안테나들 ANT1 및 ANT2로 이루어지고, 제2 그룹의 안테나들 G_2 는 송신 안테나들

ANT3 및 ANT2로 이루어진다. 이때 상기 송신 안테나들 ANT1, ANT2, ANT3 은 서로 동일한 등급(order)의 안테나라고 가정한다.

<94> 부호들 C_1 및 C_2 는 도 4에 도시된 바와 같은 BPSK(Bi-Phase Shift Keying) 부호들 이라고 가정한다. 이러한 부호들에 대해, 다음의 <수학식 15>와 같은 정의가 가능하다.

<95>

$$\begin{aligned} F_1(x_{1,1}) &= x_{1,1}, \\ F_2(x_{2,1}, x_{2,2}) &= \frac{\sqrt{2}}{2}(x_{2,1} + \sqrt{-1}x_{2,2}), \\ F_3(x_{3,1}) &= x_{3,1}. \end{aligned}$$

【수학식 15】

<96> 시간 t 에서 C_1 및 C_2 의 출력 심볼들이 각각 $c_t^{1,1}$ $c_t^{2,1}$ 및 $c_t^{1,2}$ $c_t^{2,2}$ 라면, 안테나 들 ANT1, ANT2 및 ANT3으로부터 각각 송신되는 심볼들 q_t^1 , q_t^2 및 q_t^3 은 다음의 <수학식 16>과 같다.

<97>

$$\begin{aligned} q_t^1 &= c_t^{1,1}, \\ q_t^2 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(c_t^{2,1} + \sqrt{-1}c_t^{2,2}), \\ q_t^3 &= c_t^{1,2}. \end{aligned}$$

【수학식 16】

<98> 상기 <수학식 16>에서, 중첩된 출력 심볼들을 전송하는 안테나 ANT2를 통해 전송 되는 심볼 q_t^2 는 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 성상의 요소이다. 이와 달리 다 른 안테나들 ANT1, ANT3을 통해 전송되는 심볼 q_t^1 , q_t^3 은 BPSK 성상의 요소이다.

<99> C_1 을 복호화하기 위하여, 수신기는 송신 안테나 ANT3으로부터의 전송 신호를 억제 한다. 이 경우에, 미지의 값 $x_{2,2} = c_t^{2,2}$ 에 의해 초래되는 간섭은 도 5에 도시된 바와 같이 C_1 의 복호화를 위해 사용되는 트렐리스 다이어그램에서의 병렬 천이도를 이용하여 없앨 수 있다.

<100> 상기 도 5를 참조하면, 각 브랜치(branch)의 제1 및 제2 심볼들은 BPSK 및 QPSK 상들의 각 요소들이다. 수신기의 복호기는 \hat{r}_i 을 수신된 워드(received word)로 간주하여 처리하고 $\tilde{\Omega}_1$ 를 채널 매트릭스로서 간주하여 처리하고 비터비 복호화를 상기 도 5에 도시된 트렐리스 다이어그램에 적용함에 의해, 송신된 부호어 및 C_1 의 비트들을 결정할 수 있다. 이러한 동작은 논문 V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.에 기술된 방식에 의해 가능하다. C_2 에 대한 복호화 동작은 위에서 설명한 바와 유사하게 수행된다.

<101> 전술한 본 발명의 실시 예에 따른 부호화 및 복호화 동작이 4 레벨 다이버시티를 제공한다는 것은 용이하게 입증되어질 수 있다.

<102> (C-2) 실시예 2:

<103> 지금, 4개의 송신 안테나들을 사용하여 신호를 송신하고, 2개의 수신 안테나들을 사용하여 신호를 수신하는 경우를 고려한다. 전체 다이버시티가 $4 \times 2 = 8$ 이라고 가정할 때 임의의 전송 시간당 단지 하나의 심볼이 송신될 수 있다. 이러한 사실은 논문 V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.에 기술된 사실로부터 잘 알 수 있을

것이다. 명확하게 8 레벨의 다이버시티가 초과될 수도 있고, 낮은 다이버시티 레벨에서 임의의 전송 시간당 2 심볼의 전송 레이트를 제공하도록 선택할 수도 있다.

<104> 상기 종래 기술의 문헌에 개시된 방식에 따라 2개 혹은 그 이상의 중첩되지 않은 그룹들에 있어서 모든 송신 안테나들이 송신을 위해 사용된다고 가정할 때, 상기 종래 기술의 문헌에 개시된 방식을 사용하여 송신된 신호들을 복호화하기에 충분한 수신 안테나를 임의로 가지지 않는다. 송신 안테나들을 2개의 중첩되지 않는 그룹들로 구분하여 신호를 전송하는 경우에, 상기 송신된 신호들을 상기 종래 기술의 문헌에 개시된 방식을 사용하여 복호화하기에는 수신 안테나의 수가 충분하지 않다. 예를 들어, 제1 그룹을 3개의 송신 안테나들로 구성하고, 제2 그룹을 하나의 송신 안테나로 구성되는 것을 가정할 수 있다. 제1 그룹의 송신 신호를 복호화할 시, 수신기는 그룹 2의 송신 신호들을 제거함으로써 3 레벨의 다이버시티를 제공한다. 만일 그룹 1의 송신 신호에 대한 복호화가 성공적이고 수신된 벡터에 대한 이 그룹의 기여분이 제거되었다면, 그룹 2의 송신 신호에 대한 복호화시는 2 레벨의 다이버시티가 제공될 수 있다. 그러나, 이러한 방식은 그룹 1의 송신 신호에 대한 복호화가 성공적이지 못하다면 에러 전파의 단점이 초래된다.

<105> 지금, 멀티플렉싱 이득 2를 가지고 3 레벨의 다이버시티를 제공하고 에러 전파의 단점이 초래되지 않도록 본 발명의 실시 예에 따라 중첩 시공간 부호화 및 그에 따른 전송 동작이 도 6에 도시된 바와 같이 수행되는 경우를 예로 들기로 한다. 상기 도 6에서, 제1 그룹의 안테나들 G_1 은 송신 안테나들 ANT1, ANT2 및 ANT3으로 이루어지고, 제2 그룹의 안테나들 G_2 는 송신 안테나들 ANT2, ANT3 및 ANT4로 이루어진다. 이때 상기 송신 안테나들 ANT1~ANT4는 서로 동일한 등급의 안테나라고 가정한다.

<106> 부호들 C_1 및 C_2 가 도 7에 도시된 바와 같은 BPSK 부호들이라고 가정한다. 이러한 부호들에 대해, 다음의 <수학식 17>과 같은 정의가 가능하다.

<107>

$$\begin{aligned} F_1(x_{1,1}) &= x_{1,1}, \\ F_1(x_{2,1}) &= x_{2,1}, \\ F_3(x_{3,1}, x_{3,2}) &= \frac{\sqrt{2}}{2}(x_{3,1} + \sqrt{-1}i x_{3,2}), \\ F_4(x_{4,1}, x_{4,2}) &= \frac{\sqrt{2}}{2}(x_{4,1} + \sqrt{-1}i x_{4,2}). \end{aligned}$$

【수학식 17】

<108> 시간 t 에서 C_1 , C_2 및 C_3 의 출력 심볼들이 각각 $c_t^{1,1}c_t^{2,1}c_t^{3,1}$ 및 $c_t^{1,2}c_t^{2,2}c_t^{3,2}$ 라면, 안테나들 ANT1, ANT2, ANT3 및 ANT4로부터 각각 송신되는 심볼들 q_t^1 , q_t^2 , q_t^3 및 q_t^4 는 다음의 <수학식 18>과 같다.

<109>

$$\begin{aligned} q_t^1 &= c_t^{1,1}, \\ q_t^2 &= c_t^{1,2}, \\ q_t^3 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(c_t^{2,1} + \sqrt{-1}i c_t^{2,2}), \\ q_t^4 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(c_t^{3,1} + \sqrt{-1}i c_t^{3,2}). \end{aligned}$$

【수학식 18】

<110> 상기 <수학식 18>에서, 중첩된 출력 심볼들을 전송하는 안테나 ANT4를 통해 전송되는 심볼 q_t^2 는 4-PSK(4-ary Phase Shift Keying) 성상의 요소이다. 또한, 안테나 ANT3을 통해 전송되는 심볼 q_t^3 도 4-PSK 성상의 요소이다. 이와 달리, 다른 안테나들 ANT1, ANT4를 통해 전송되는 심볼 q_t^1 , q_t^4 는 BPSK 성상의 요소이다.

<111> C_1 을 복호화하기 위하여, 수신기 안테나 ANT2로부터의 전송 신호를 억제한다. 이 경우에, 미지의 값 $c_t^{2,2}$ 및 $c_t^{3,2}$ 에 의해 초래되는 간섭은 도 8에 도시된 바와 같이 C_1 의 복호화를 위해 사용되는 트렐리스 다이어그램에서의 병렬 천이도에서 해결될 수 있다.

- <112> 상기 도 8을 참조하면, 임의의 2개의 상태들 사이의 모든 가능한 병렬 천이들이 접속 라인의 선분상에 쓰여져 있다. 각 브랜치의 제1 심볼들은 BPSK의 요소이고, 각 브랜치의 제2 및 제3 심볼들은 QPSK 성상들의 각 요소들이다. 수신기의 복호기는 \hat{r}_i 을 수신된 워드로 간주하여 처리하고 $\tilde{\Omega}_1$ 를 채널 매트릭스로서 간주하여 처리하고 비터비 복호화를 상기 도 8에 도시된 트렐리스 다이어그램에 적용함에 의해 송신된 부호어 및 C_1 의 비트들을 결정할 수 있다. 이러한 동작은 논문 V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.에 기술된 방식에 의해 가능하다. C_2 에 대한 복호화 동작은 위에서 설명한 바와 유사하게 수행된다.
- <113> 전술한 본 발명의 실시예에 따른 부호화 및 복호화 동작이 3 레벨 다이버시티를 제공한다라는 것은 용이하게 입증되어질 수 있다.
- <114> 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

【발명의 효과】

<115> 전술한 2가지 실시예들로부터 알 수 있는 바와 같이, 본 출원의 발명자들은 멀티플렉싱 이득 γ 가 주어지고 N 송신 안테나들과 M 수신 안테나들을 사용하여 신호를 송수신한다고 가정할 때, $(N - \gamma + 1)(M - \gamma + 1)$ 의 다이버시티 이득이 달성될 수 있음을 확인하였다. 또한, 중첩된 시공간 부호들의 복호화시 각 그룹에서 복호화를 하자마자 수신된 워드에 대한 그 그룹의 기여도를 제거하고 다른 그룹들의 복호화를 위해 높은 레벨들의 다이버시티를 얻는 것이 가능하다는 것에 주목하였다. 예를 들어, 만약 상기 실시예 2에서 C_1 의 복호화에 후속하여 수신된 워드에 대한 그룹 1의 간섭들이 삭제된다면, 그룹 2는 6 레벨 다이버시티로 복호화될 것이다.

<116> 모든 그룹들의 복호화를 하자마자 수신된 워드에 대한 모든 다른 그룹들의 간섭을 삭제함에 의해 각 그룹의 다른 단계의 복호화가 수행되어진다. 이러한 반복적인 동작에 의해 복호화 성능이 개선된다는 사실은 당해 분야 통상의 지식을 가진 자에게 자명할 것이다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

이동 통신시스템의 신호 송신 장치에 있어서,
입력 프레임을 k 개의 비트그룹들로 분할하는 프레임 분할부와,
상기 k 개의 비트그룹들을 각각 입력하여 부호화하고 부호화된 심볼들을 출력하는 제1 그룹의 부호기들과,
상기 k 개의 비트그룹들중 적어도 2개 이상의 비트그룹들을 각각 입력하여 부호화하고 부호화된 심볼들을 출력하는 제2 그룹의 부호기들과,
미리 설정된 수의 안테나들이 그룹화되는 복수의 안테나들을 포함하고, 상기 안테나들의 수는 상기 k 보다 큰 N 개이고, 상기 그룹화된 안테나들중 적어도 하나의 안테나를 통해 상기 제2 그룹의 부호기들중 하나의 부호기에 의해 부호화된 심볼들을 송신하는 송신부들을 포함함을 특징으로 하는 상기 송신 장치.

【청구항 2】

제1항에 있어서, 상기 부호기들은 트렐리스 부호기들임을 특징으로 하는 상기 송신 장치.

【청구항 3】

제1항에 있어서, 상기 그룹화된 안테나들의 수의 전체 합 N_k 는 N 보다 큰 것을 특징으로 하는 상기 송신 장치.

【청구항 4】

이동 통신시스템의 신호 송신 방법에 있어서,

입력 프레임을 k 개의 비트그룹들로 분할하는 과정과,

제1 그룹 부호기들에 의해 상기 k 개의 비트그룹들을 각각 입력하여 부호화하고 부호화된 심볼들을 출력하는 과정과,

제 2 그룹 부호기들에 의해 상기 k 개의 비트그룹들중 적어도 2개 이상의 비트그룹들을 각각 입력하여 부호화하고 부호화된 심볼들을 출력하는 과정과,

상기 k 보다 큰 N 개의 안테나들을 미리 설정된 수로 그룹화하고, 상기 그룹화된 안테나들중 적어도 하나의 안테나를 통해 상기 제2 그룹 부호기들중 적어도 하나의 부호기에 의해 부호화된 심볼들을 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 송신 방법.

【청구항 5】

제4항에 있어서, 상기 부호화된 심볼들은 트렐리스 부호기에 의해 부호화된 심볼들을 특징으로 하는 상기 송신 방법.

【청구항 6】

제4항에 있어서, 상기 그룹화된 안테나들의 수의 전체 합 N_k 는 N 보다 큰 것을 특징으로 하는 상기 송신 방법.

【청구항 7】

이동 통신시스템의 신호 수신 장치에 있어서,

M 개의 수신기들에 접속된 안테나들과,

상기 M 보다 작은 k 개의 복호기들과,

상기 수신기들로부터 출력되는 M 개의 수신 심볼들중 적어도 하나의 수신 심볼을 상기 복호기들중 적어도 둘 이상의 복호기들로 출력되도록 분해하는 분해기를 포함함을 특징으로 하는 상기 수신 장치.

【청구항 8】

제7항에 있어서, 상기 복호기들은 트렐리스 복호기들임을 특징으로 하는 상기 수신 장치.

【청구항 9】

제7항에 있어서, 상기 안테나들은 미리 설정된 수의 안테나들이 그룹화되어 구성되는 것을 특징으로 하는 상기 수신 장치.

【청구항 10】

이동 통신시스템의 신호 수신 방법에 있어서,
M 개의 수신기들에 접속된 안테나들을 통해 신호를 수신하는 과정과,
상기 수신기들로부터 출력되는 M개의 수신 심볼들중 적어도 하나의 수신 심볼을 상기 M보다 작은 k개의 복호기들중 적어도 둘 이상의 복호기들로 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 수신 방법.

【청구항 11】

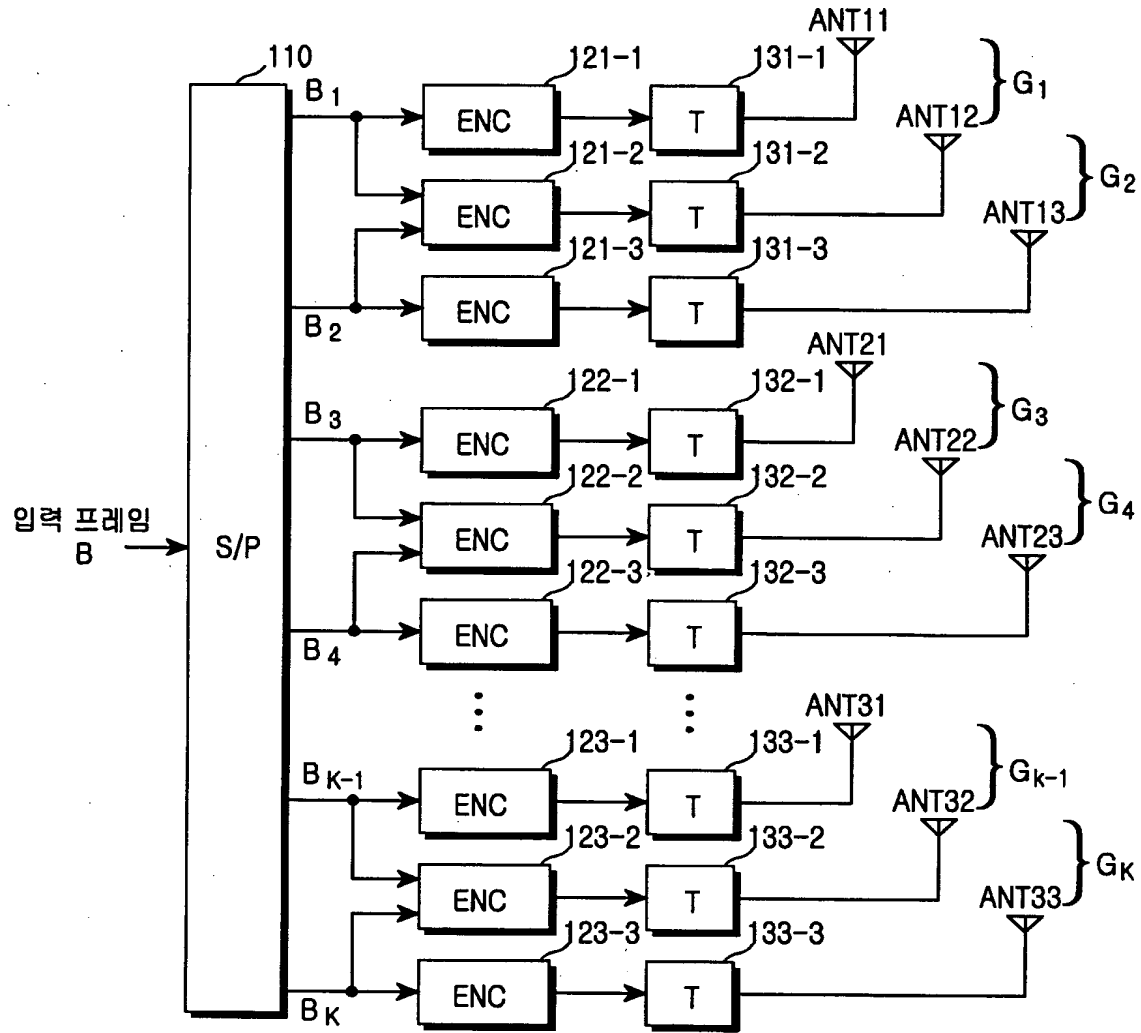
제10항에 있어서, 상기 복호기들은 트렐리스 복호기들임을 특징으로 하는 상기 수신 방법.

【청구항 12】

제10항에 있어서, 상기 안테나들은 미리 설정된 수의 안테나들이 그룹화되어 구성되는 것을 특징으로 하는 상기 수신 방법.

【도면】

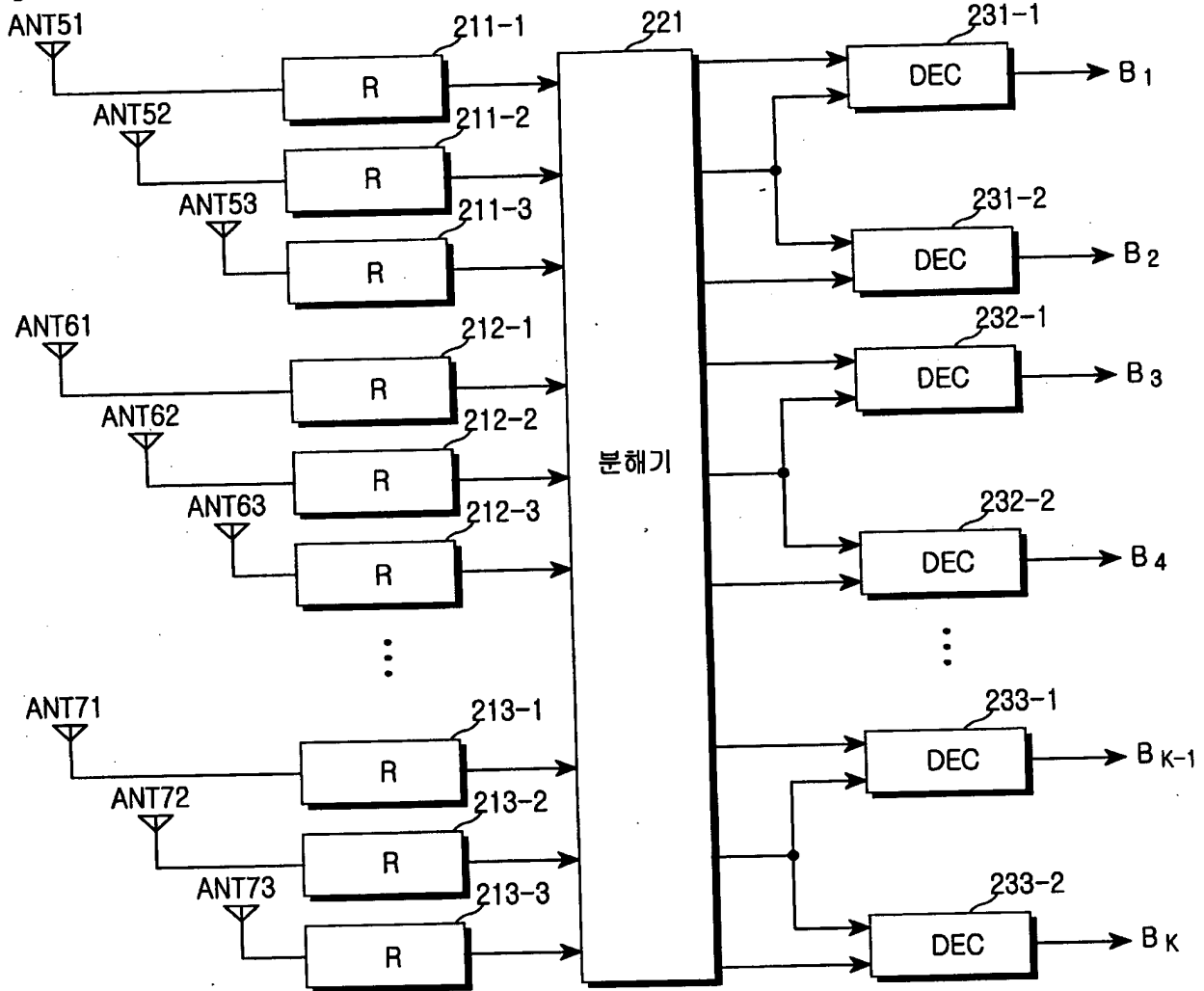
【도 1】



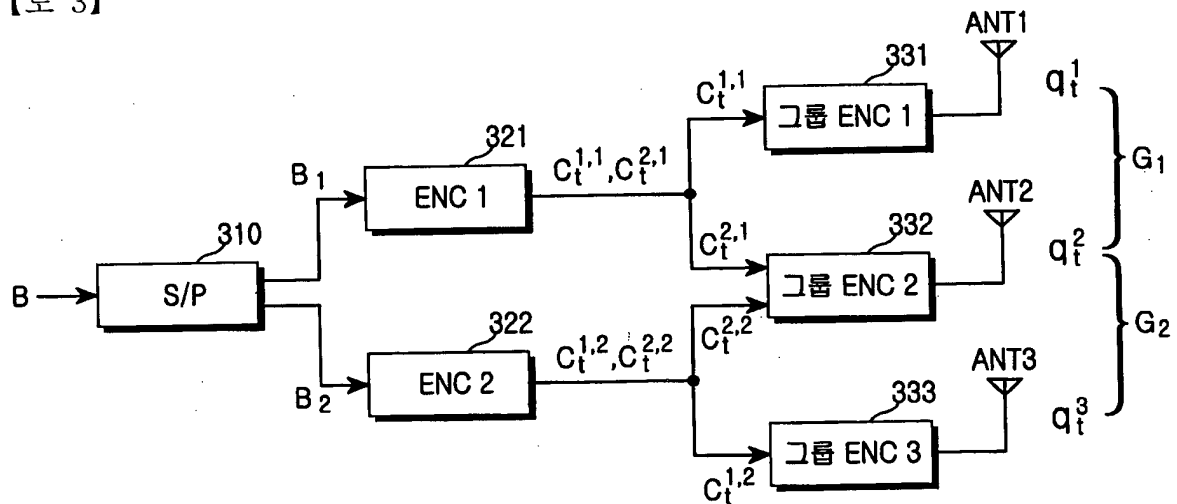
$$B = B_1 + B_2 + \dots + B_K$$

$$N_1 + N_2 + \dots + N_K > N$$

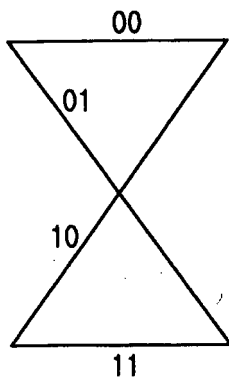
【도 2】



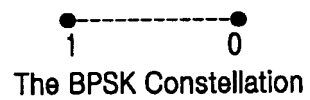
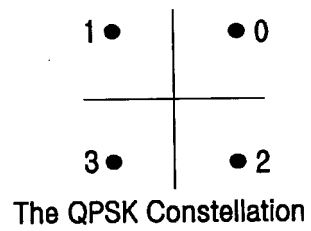
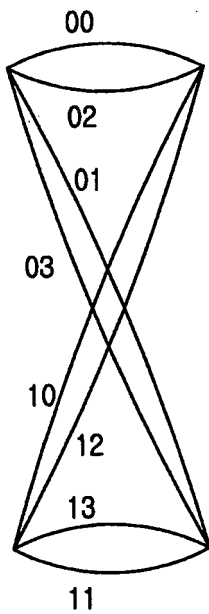
【도 3】



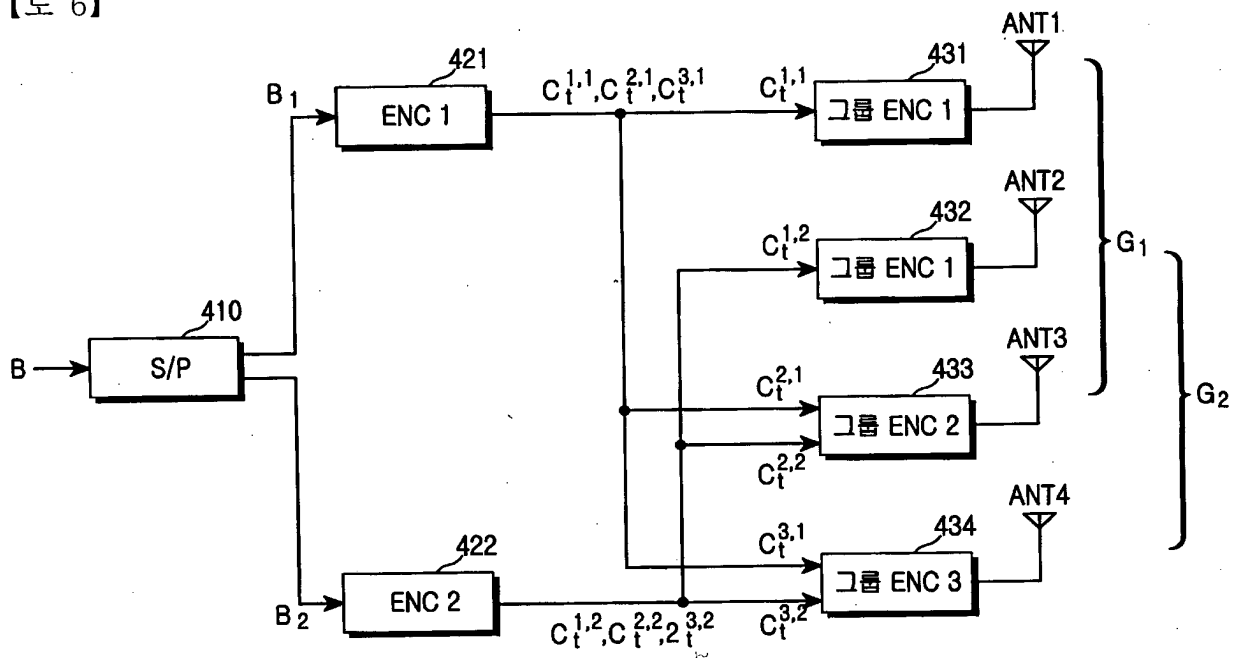
【도 4】



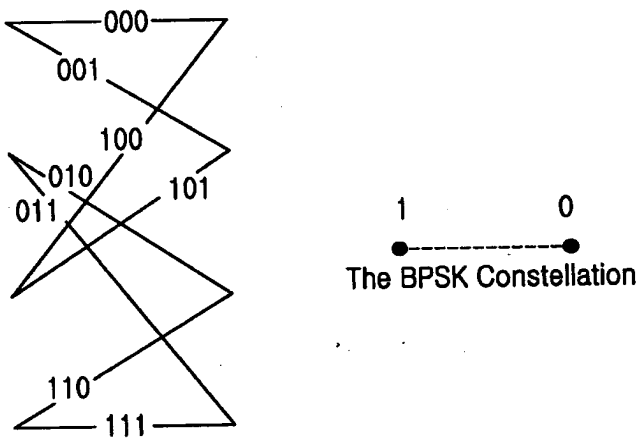
【도 5】



【도 6】



【도 7】



【도 8】

